

# サンプルホールド回路の統一理論の検討

栗原 圭汰\* (群馬大学) 小林 謙介 (技術コンサルタント)

新井 美保 上森 将文 小林 春夫 (群馬大学)

## Study on Unified Theory of S/H Circuit

Keita Kurihara (Gunma University), Kensuke Kobayashi (Consultant)

Miho Arai, Masafumi Uemori, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper describes fundamental design consideration of sampling circuits for acquiring a high-frequency waveform with high accuracy, and tries to establish a unified theory for track/hold and impulse sampling circuits. We investigate the condition for maximum SNR with a given bandwidth and discuss gain-bandwidth (GB) product.

**キーワード**：サンプリング回路，トラックホールド回路，インパルスサンプリング回路，統一理論，信号雑音比，GB 積 (Sampling Circuit, Track Hold Circuit, Impulse Sampling Circuit, Unified Theory, Signal to Noise Ratio, GB product)

### 1. はじめに

近年，携帯電子機器の小型軽量化が進み，電子回路を1チップ上に集積回路として実現することが望まれている．また，低コストで1チップ化をするために，アナログ・デジタル混載LSIの需要が高まっている．このLSIの重要な回路としてアナログ・デジタル(A/D)変換器がある．A/D変換器には有限の変換時間が必要となる．そこで，アナログ信号を一時的に保持することのできるサンプリング回路が必要となる．サンプリング回路で発生した誤差はA/D変換器の誤差となり，最終的なデジタル値にまで影響を与えてしまう．そのため，サンプリング回路の高性能化の要求が著しい．

サンプリング回路は次の2つに大別できる．

- (1) トラックホールド(Track Hold: T/H)回路：  
システムLSI 等でのA/D変換器前段に用いる
- (2) インパルスサンプリング回路：  
広帯域オシロスコープに用いる

これらはサンプリング方式が異なり，どちらの回路もSNRと帯域がトレードオフの関係にあり，高周波信号を高精度に取得することが技術的チャレンジである．

本論文では，2つのサンプリング回路の統一理論を確立し，設計トレードオフを示す．特に「SNRが極大値をとる条件」及び「ある条件下でインパルスサンプリング回路のGB積がT/H回路の約2.8倍となる」ことを示す．

### 2. S/H 回路

#### 〈2-1〉S/H 回路の動作

波形サンプリングとは，時間軸に対しても振幅軸に対し

ても連続的な信号から，一定時間ごとに信号の大きさを抽出することで時間的に離散化された信号に変換する技術である (図1)．

サンプリングは，スイッチ SW とホールドキャパシタ C からなる回路で行われる．図2のように SW がオンの時は，入力電圧によりホールドキャパシタが充電されるため，出力電圧は入力電圧に追従する (サンプルモード)．次に図3のようにスイッチ SW がオフになると，オフになる直前の入力電圧がホールドキャパシタに保持され，その保持電圧が出力電圧となる (ホールドモード)．このようにサンプルモードとホールドモードを交互に切り替えることでサンプリングを行う回路のことを S/H (Sample Hold) 回路と呼ぶ．

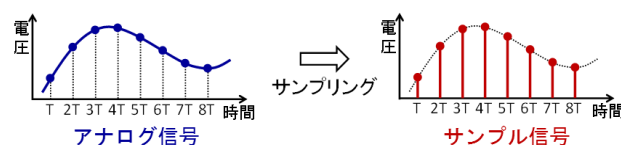


図1 サンプリング  
Fig.1 Sampling

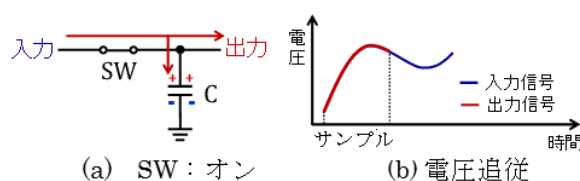


図2 サンプルモード  
Fig.2 Sample mode

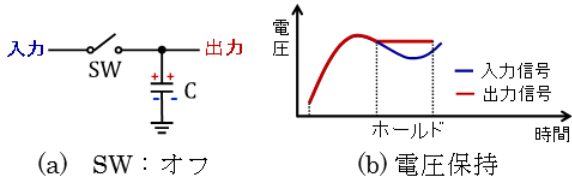


図3 ホールドモード  
Fig.3 Hold mode

### (2-2) 抵抗と容量で構成される回路の雑音

S/H 回路の基本構成はスイッチ SW とホールドキャパシタ C で成り立つが、ホールド状態のときのこのスイッチのオフ抵抗  $R_{off}$  と容量 C との並列回路からなる S/H 回路の出力雑音パワーは次のように表せる (図 4)。

$$V_{n.out}^2 = \int_0^{\infty} \frac{4k_B T R_{off}}{1 + (2\pi f)^2 R_{off}^2 C^2} df = \frac{k_B T}{C} \quad (1)$$

ここで  $k_B$  はボルツマン定数である。S/H 回路のホールド状態で発生しているこのノイズが問題となる。広帯域信号を取り扱うために容量 C を小さくすると、熱雑音は大きくなってしまふ。

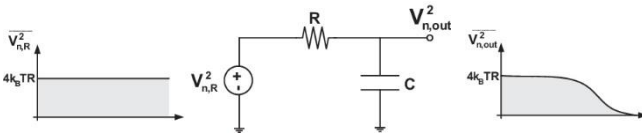


図4 抵抗と容量からなる回路の熱雑音  
Fig.4 Thermal noise in RC circuit

### (2-3) S/H 回路の 2 つの時定数 $\tau_1, \tau_2$

時定数は、対象となるシステムの応答の速さを表す時間的な尺度となるが、この S/H 回路には 2 つの時定数が存在する。1 つは、信号源の抵抗  $R_{SG}$  とスイッチのオン抵抗  $R_{ON}$  の合成抵抗  $R (=R_{SG}+R_{ON})$  とホールド容量 C から構成される時定数  $\tau_1=RC$ 、もう 1 つは、スイッチ SW を ON するスイッチング時間窓  $\tau_2$  である。

#### ・時定数 $\tau_1$ (RC) の影響

信号源の抵抗とスイッチのオン抵抗の合成抵抗 R とホールド容量 C から構成される時定数  $\tau_1=RC$  の影響について考える。直感的に、容量 C が小さければ容量に対し素早い充電が可能になると考えられるので  $\tau_1$  が小さければ帯域は広がる。しかしながら、先ほど述べたように抵抗と容量からなる回路の熱雑音は式(1)より、 $V_{noise} = \sqrt{k_B T/C}$  で与えられるので、容量 C を小さくすると雑音が大きくなってしまふため SNR は劣化する (図 5)。

#### ・スイッチング時間窓 $\tau_2$ の影響

次にスイッチング時間窓  $\tau_2$  の影響を考える。パルス幅が短くなると、出力が素早く定まるため帯域は広がる。しかしながら、信号成分は  $1/C$  に比例するので、パルス幅が短くなると信号成分が小さくなり SNR は劣化する。

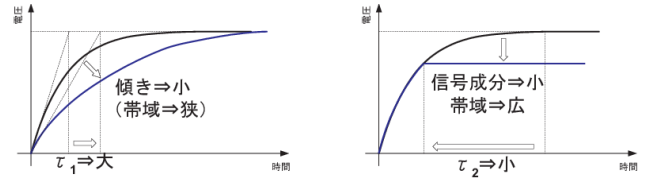


図5 S/H 回路の 2 つの時定数  $\tau_1, \tau_2$  の影響

Fig.5 Influence of 2 time constants  $\tau_1, \tau_2$  in S/H circuit

## 3. 2 つの S/H 回路

前述したように S/H 回路は 2 つの時定数  $\tau_1, \tau_2$  の関係により異なった特性を示す。この章では、S/H 回路を次の様に分類し、各々の説明を行う。

- ・  $\tau_1 \ll \tau_2$  の場合・・・トラックホールド回路
- ・  $\tau_1 \gg \tau_2$  の場合・・・インパルスサンプリング回路

### (3-1) トラックホールド回路 ( $\tau_1 \ll \tau_2$ の場合)

トラックホールド(Track Hold: T/H)回路はスイッチング時間窓  $\tau_2$  が十分長く 2 つの時定数が  $\tau_1 \ll \tau_2$  の関係にありシステム LSI 上の ADC 等に用いられる。そこでは実時間サンプリングが行われることが多く、単発信号の測定が行える。この方式では、トラック時間(スイッチング時間窓  $\tau_2$ )は、入力信号と出力信号の差が  $\frac{1}{2}$  LSB 以下になるまで必要である。すなわち、N ビット精度を得るためにはステップ入力考えた際に次の関係を満たす必要がある。

$$1 - (1 - e^{-\tau_2/\tau_1}) = e^{-\tau_2/\tau_1} < 1/2^{N+1} \quad (2)$$

したがって、次の関係を得る。

$$\tau_2/\tau_1 > (N + 1) \cdot \ln 2 \quad (3)$$

高周波信号を扱うためにはサンプリング定理に従い高速サンプリング動作が必要となる。

T/H 回路では、スイッチング時間窓  $\tau_2$  が RC 時定数  $\tau_1$  に比べて十分に長い ( $\tau_1 \ll \tau_2$ ) ので、入力信号に対してホールド容量 C は十分な充電が行われる (図 6)。よって、T/H 回路を用いてサンプリング動作を行ったときの伝達関数は、次のようになる。

$$H_1(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau_1\omega} \quad (4)$$

これより、T/H 論のゲイン-周波数特性を得る (図 7)。この際、回路の RC 積  $\tau_1 = 0.1\text{psec}$ 、スイッチング時間窓  $\tau_2 = 1\text{psec}$  とした。

また、単位ステップ入力に対して、出力信号成分 S は

$$V_{signal1} = H_1(j0) \approx 1 \quad (5)$$

出力熱雑音成分は式(1)より、 $V_{noise} = \sqrt{k_B T/C}$  で与えられるので、信号雑音比 ( $SNR = V_{signal}/V_{noise}$ ) は、

$$SNR_1 = \sqrt{\frac{C}{k_B T}} \propto \sqrt{C} \quad (6)$$

となり、 $\sqrt{C}$ に比例する。一方、帯域 ( $\omega_{BW}$ ) は、

$$\omega_{BW1} = \frac{1}{\tau_1} \propto \frac{1}{C} \quad (7)$$

となり、 $C$  に反比例する。広帯域のためには  $C$  を小さくしなければならないが、 $C$  を小さくすると熱雑音が大きくなり SNR が劣化する。

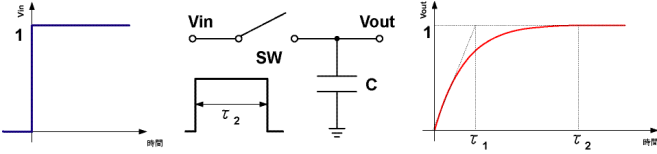


図 6 T/H 回路の入出力信号波形

Fig. 6 Input and output waveforms of T/H circuit

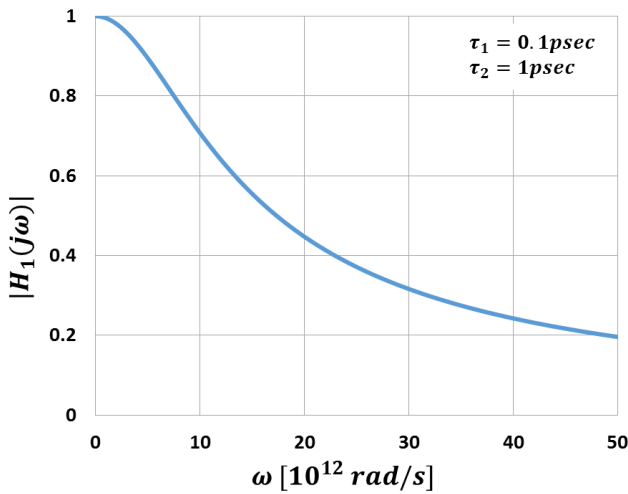


図 7 T/H 回路のゲイン-周波数特性

Fig.7 Gain - frequency characteristics of T/H circuit

### 〈3・2〉インパルスサンプリング回路 ( $\tau_1 \gg \tau_2$ の場合)

インパルスサンプリング回路はスイッチング時間窓  $\tau_2$  がインパルス的に極めて短く、2 つの時定数が  $\tau_1 \gg \tau_2$  の関係にあり、サンプリングオシロスコープに用いられる。そこでは測定対象は繰り返し生起する広帯域信号を測定するため等価時間サンプリングが用いられる。この方式では、信号源へのホールド容量  $C$  の影響をできるだけ減らすため及び高周波信号を扱うために、スイッチング時間窓  $\tau_2$  が小さく設計されている。

インパルスサンプリング回路では、スイッチ時間窓  $\tau_2$  が RC 時定数  $\tau_1$  に比べて短い ( $\tau_1 \gg \tau_2$ ) ので、入力信号に対してホールド容量  $C$  は十分な充電を行うことができない (図 8)。よって、インパルスサンプリング回路を用いてサンプリング動作を行ったときの伝達関数は次のようになる。

$$H_2(j\omega) = \frac{\tau_2}{\tau_1} \text{sinc}\left(\frac{\tau_2\omega}{2}\right) \cdot e^{-j\frac{\tau_2\omega}{2}} \quad (8)$$

これより、インパルスサンプリング論のゲイン-周波数特性を得る (図 9)。この際、回路の RC 積  $\tau_1 = 10\text{psec}$ 、スイッチング時間窓  $\tau_2 = 1\text{psec}$  とした。

また、単位ステップ入力に対して、出力信号成分  $S$  は

$$V_{\text{signal}2} = H_2(j0) \propto 1/C \quad (9)$$

出力熱雑音成分は式(1)より、 $V_{\text{noise}} = \sqrt{k_B T/C}$  で与えられるので、信号雑音比は、

$$\text{SNR}_2 \propto \frac{1/C}{\sqrt{k_B T/C}} \propto \frac{1}{\sqrt{C}} \quad (10)$$

となり、 $\sqrt{C}$  に反比例する。一方、帯域 ( $\omega_{BW}$ ) は、ゲインが DC ゲインから 3dB 落ちる時で定義されるので、

$$|H_2(j\omega_{BW2})| = \frac{1}{\sqrt{2}} |H_2(j0)| \quad (11)$$

より、

$$\text{sinc}\left(\frac{\tau_2 \cdot \omega_{BW2}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

よって、

$$\omega_{BW2} \approx \frac{2.78}{\tau_2} \quad (13)$$

となり、スイッチング時間窓  $\tau_2$  に反比例する。広帯域化のためには  $\tau_2$  を小さくしなければならないが、信号ゲインは小さくなり SNR は劣化する。また広帯域化のため極短パルス (時間幅  $\tau_2$ ) を生成することは技術的に難しい。

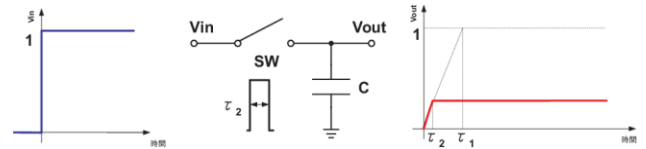


図 8 インパルスサンプリング回路の入出力信号波形

Fig. 8 Input and output waveforms of impulse sampling circuit

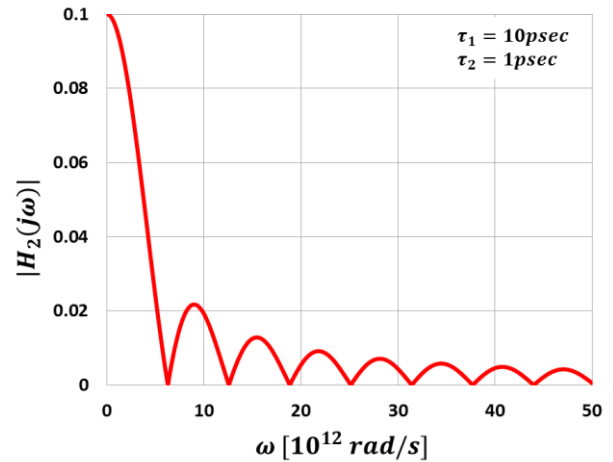


図 9 インパルスサンプリング回路のゲイン-周波数特性

Fig.9 Gain - frequency characteristics of impulse sampling circuit

### 〈3・3〉広帯域化信号サンプリング技術の問題

上述したように T/H 回路 ( $\tau_1 \ll \tau_2$ ) とインパルスサンプリング回路 ( $\tau_1 \gg \tau_2$ ) のどちらでも、広帯域、高 SNR を実現することは困難である。以下、これらの理論を統一化し、中間領域 ( $\tau_1 \approx \tau_2$ ) について考える。

## 4. 2つのS/H回路を統一した理論

### (4-1) 2つのS/H回路を統一した理論の導出

本章では現在別々に扱われているT/H回路の理論と、インパルスサンプリング回路の理論を統一した理論を導く。

パラメータ $\tau_1, \tau_2$ のサンプリング回路でのステップ応答 $s(t)$  (図10), インパルス応答 $h(t)$ は次のように導ける。

$$s(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} & (0 \leq t < \tau_2) \\ 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} & (\tau_2 \leq t) \end{cases} \quad (14)$$

$$h(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ 1/\tau_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} & (0 \leq t < \tau_2) \\ 0 & (\tau_2 \leq t) \end{cases} \quad (15)$$

これらの導出の際には、サンプリング動作を考慮して等価時間サンプリングの考え方をを用いた (図11)。

伝達関数 $H_3(j\omega)$ は $h(t)$ をラプラス変換して得る。

$$H_3(j\omega) = \frac{1}{1 + j\tau_1\omega} \left\{ 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}(1 + j\tau_1\omega)} \right\} \quad (16)$$

この式は、 $\tau_1, \tau_2$ がどのような値でも成り立つS/H回路の伝達関数、すなわち2つのS/H回路を統一した伝達関数となる。式(16)において、 $\tau_1 \ll \tau_2$ 時はT/H回路の伝達関数(式(4))に、また $\tau_1 \gg \tau_2$ 時はインパルスサンプリング回路の伝達関数(式(8))に収束することが分かる。また、式(16)より、S/H回路の統一理論のゲイン-周波数特性が得られる (図12)。この際、スイッチング時間窓 $\tau_2 = 1\text{psec}$ とし、回路のRC積 $\tau_1$ をパラメータとして $0.1 - 10\text{psec}$ の範囲で変化させた。この図からも、2つのS/H回路の伝達関数を1つの伝達関数に統一化できていることが確認できる。

次に統一したS/H回路のSNRを考える。S/H回路の単位ステップ入力に対する出力信号成分は式(16)より、

$$V_{\text{signal}3} = H_3(j0) = 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad (17)$$

である。また、抵抗 $R$ と容量 $C$ の回路の出力熱雑音は、式(1)より、 $V_{\text{noise}} = \sqrt{k_B T/C}$ と与えられる。したがってS/H回路のSNRは次のようになる。

$$SNR_3 = \frac{1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}}}{\sqrt{k_B T/C}} = \sqrt{\frac{\tau_1}{k_B T R}} \left( 1 - e^{-\frac{\tau_2}{\tau_1}} \right) \quad (18)$$

次に統一したS/H回路の帯域について考える。帯域はゲインがDCゲインから3dB落ちる時で定義されるので、

$$|H_3(j\omega_{BW3})| = \frac{1}{\sqrt{2}} |H_3(j0)| \quad (19)$$

で与えられる。この式を解析に解くことは困難であるので数値計算により解 $\omega_{BW3}$ を求める。

### (4-3) 統一したS/H回路の特性

図13, 14は統一したS/H回路の各特性 ((a)直流利得, (b)帯域幅, (c)熱雑音, (d)GB積, (e)SNR, (f)帯域幅とSNRの積) の $\tau_1, \tau_2$ 依存性である。また、図15は $\tau_2$ をパラメータとし、 $\tau_1$ を変数とした時の帯域幅、 $\tau_2/\tau_1$ 、SNRの関係を表したグラフである。この際、 $k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ ,  $T = 300$ ,  $R =$

50として熱雑音を計算した。以下もこの値で議論する。

図13,14において、 $\tau_2/\tau_1 \ll 1$ , すなわち、 $\tau_2 \ll \tau_1$ の領域では従来のインパルスサンプリング論を、 $\tau_2/\tau_1 \gg 1$ , すなわち、 $\tau_2 \gg \tau_1$ の領域では従来のT/H論を表している。これより各領域の特性を見ていく。

#### ・インパルスサンプリング領域 ( $\tau_2/\tau_1 \ll 1$ )

インパルスサンプリング領域では、DC Gainは $\tau_2/\tau_1$ に比例し、帯域は $\tau_2$ に反比例していることが分かる。熱雑音は $1/\sqrt{\tau_1}$ に比例するので、SNRは $\tau_2/\sqrt{\tau_1}$ に比例し、GB積及びBandwidth\*SNRは $1/\sqrt{\tau_1}$ に比例する。

#### ・T/H領域 ( $\tau_2/\tau_1 \gg 1$ )

T/H領域では、DC Gainは2つの時定数 $\tau_1, \tau_2$ に依存せず、帯域は $1/\tau_1$ に比例することが分かる。熱雑音は $1/\sqrt{\tau_1}$ に比例するので、SNRは $1/\sqrt{\tau_1}$ に反比例、GB積は $1/\tau_1$ に比例し、Bandwidth\*SNRは $1/\sqrt{\tau_1}$ に比例する。

#### ・中間領域 ( $\tau_2/\tau_1 \approx 1$ )

統一理論により明らかとなった中間領域の特性を考える。インパルスサンプリング領域とT/H領域では $\tau_1, \tau_2$ 依存性が異なり、中間領域ではそれらの中間の特性が見られる。特にSNRに関しては、 $\tau_1$ のみを変数とした場合、中間領域で極大値をもつことが分かる (図13(e))。

インパルスサンプリング領域及びT/H領域の特性は従来のインパルスサンプリング論とT/H論による特性と整合性がある。また、図14(d), (f)より、 $\tau_2$ のみを変数とした場合、インパルスサンプリング領域とT/H領域のGB積及びBandwidth\*SNRは一定値であり、インパルスサンプリング領域はT/H領域の約2.8倍となることが分かる。

図15からは、 $\tau_1, \tau_2$ の値に依らず、 $\tau_2/\tau_1 \approx 1$ 付近でSNRの最大値が分布することが分かる。

### (4-3) 回路動作との整合性

回路動作からS/H回路の特性の $\tau_1, \tau_2$ 依存性を考える。

#### ・インパルスサンプリング領域 ( $\tau_2/\tau_1 \ll 1$ )

帯域はスイッチング時間窓 $\tau_2$ に反比例し、出力は $\tau_2$ に比例するのでGB積は $\tau_2/\tau_1$ に依らず一定である。

$\tau_2$ を一定として帯域を固定し、 $\tau_1$ を減少させて $\tau_2/\tau_1$ を増大させれば、出力は $1/\tau_1$ に比例して増加する。一方、雑音は $1/\sqrt{\tau_1}$ に比例して増加するのでBandwidth\*SNRは $\sqrt{\tau_2/\tau_1}$ に比例して増大する。

一方、 $\tau_1$ を一定としてゲート時間 $\tau_2$ を増大した場合、雑音は一定なので、Bandwidth\*SNRも一定である。

#### ・中間領域 ( $\tau_2/\tau_1 \approx 1$ )

$\tau_2/\tau_1 \ll 1$ の前提が崩れた場合、ホールドキャパシタ $C$ は $1 - \exp(-t/\tau_1)$  ( $0 \leq t \leq \tau_2$ ) でチャージされる。この時スルーレートはチャージ開始時の $1/\tau_1$ を維持できなくなる。

$\tau_1$ を一定として $\tau_2$ を増大した場合、Gainは増加するものの、立ち上がり時間はGain増大分以上に増加するので、GB積は低下する。一方ホールド容量 $C$ が一定なので雑音は一定であり、 $\tau_2/\tau_1$ 増加に伴いBandwidth\*SNRは低下する。

反対にゲート時間 $\tau_2$ を一定とし $\tau_1$ の減少で $\tau_2/\tau_1$ を増大した場合、より小さなホールド容量  $C$  を一定期間 $\tau_2$ でチャージするので、 $t = \tau_2$ 時のサンプリング出力は増大する。また等価時間的ステップ応答はより高速に立ち上がるので帯域は広がり、GB 積は増大する。

・ **T/H 領域 ( $\tau_2/\tau_1 \gg 1$ )**

まず $\tau_1$ を固定し十分に大なる $\tau_2$ を更に増大する状況を考える。この時ホールド容量  $C$  は $1 - \exp(-t/\tau_1)$ でチャージされ、 $\tau_2$ 時以降のサンプリング出力は 1、帯域は $\omega = 1/\tau_1$ で一定、熱雑音も一定なので、GB 積、Bandwidth\*SNR 共に一定である。

しかし、 $\tau_2/\tau_1 \gg 1$ 領域で $\tau_2$ を一定、 $\tau_1$ を 1/2 にした場合、 $\tau_2$ 時以降のサンプリング出力は 1、帯域は $\omega = 2/\tau_1$ で増加、熱雑音は $\sqrt{2}$ に増加するので、GB 積、Bandwidth\*SNR 共に増加する。

このことから、図 13, 14 に示す特性は上述のような回路動作から得られる特性とも整合が取れていることが確認できる。

**5. GB 積, SNR の理論解析**

前章で S/H 回路の回路特性、特に「SNR が極大値をとる条件」及び「インパルスサンプリング回路の GB 積が T/H 回路の約 2.8 倍となる条件」が明らかとなった。本章では、それらを統一理論を用いて数式的に証明する。

図 13(e)において、横軸 $\tau_2/\tau_1 \approx 1$ 付近で SNR にピークが見られるが、式(18)を用いて $SNR_3$ が極大値となる $\tau_1, \tau_2$ の関係を示す。式(18)において $\tau_1$ に関する極値を考えると、

$$\frac{\partial}{\partial \tau_1} SNR_3 = 0 \tag{20}$$

より、

$$1 + 2 \frac{\tau_2}{\tau_1} = e^{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \tag{21}$$

よって、

$$\frac{\tau_2}{\tau_1} \approx 0, 1.26 \tag{22}$$

( $\tau_1, \tau_2$ はそれぞれ有限の値であるため、 $\frac{\tau_2}{\tau_1} = 0$ は不適)

となり、これが最大 SNR を得るための $\tau_1, \tau_2$ の条件となる。これは数値シミュレーションの結果とも一致している。この時の $SNR_3$ の最大値 $SNR_{3,max}$ の値は

$$SNR_{3,max} = \sqrt{\frac{C}{k_B T}} \cdot (1 - e^{-0.126}) \approx 1.11 \times 10^{10} \cdot \sqrt{C} \tag{23}$$

となり、 $\tau_1$ を変数とした時、 $SNR_{3,max}$ は $\sqrt{C}$ に比例する。

つまり、 $\tau_1$ が $\tau_2$ に対して 約 0.8 倍の時 SNR は極大値となり、 $\tau_1$ の絶対値が大きいほど $SNR_{3,max}$ は大きくなる。

次に図 14(d)において、インパルスサンプリング回路の GB 積が T/H 回路の約 2.8 倍となることが分かるが、その比の $\tau_1, \tau_2$ 依存性を調べる。インパルスサンプリング回路と T/H 回路の GB 積の比を考えると、

$$\frac{H_2(j\omega) \text{の GB 積}}{H_1(j\omega) \text{の GB 積}} = \frac{DC \text{ Gain}_2 \cdot \omega_{BW2}}{DC \text{ Gain}_1 \cdot \omega_{BW1}} \approx \frac{(\tau_2/\tau_1) \cdot (2.78/\tau_2)}{(1) \cdot (1/\tau_1)} = 2.78 \tag{24}$$

となり、 $\tau_1$ を一定として $\tau_2$ を変化させた場合、インパルスサンプリング回路の GB 積は回路パラメータに依らず T/H 回路の約 2.8 倍となることが確認できる。

**6. まとめ**

本論文では、2つの回路時定数に注目し、T/H 回路の理論とインパルスサンプリング回路の理論を統一的に扱える理論を導いた。従来の T/H 論及びインパルスサンプリング論では、広帯域かつ高精度に信号を取得することは困難であったが、今回導出した統一理論を用いることで、「ステップ応答での出力信号と熱雑音による SNR が極大値をとる条件」及び「ある条件下でインパルスサンプリング回路の GB 積が T/H 回路の約 2.8 倍となる」ことを示した。

今後の方針として、S/H 回路において RC 積からなる時定数 $\tau_1$ 、スイッチング時間窓 $\tau_2$ に加えてスイッチング時間窓の有限の立下がり時間 $\tau_3$ の影響も考慮してサンプリング回路の解析を行う。

文 献

- [1] M. Uemori, K. Kobayashi, M. Kono, K. Shimizu, H. Kobayashi, T. Tobari, "Wideband and Large Dynamic Range Sampling Method," IEICE Trans. vol. J90-C, no.9, pp.625-633 (Sept. 2007).
- [2] M. Arai, I. Shimizu, H. Kobayashi, K. Kurihara, S. Sasaki, S. Shibuya, K. Niitsu, K. Kubo, "Finite Aperture Time Effects in Sampling Circuit", IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu, China (Nov. 3-6, 2015).

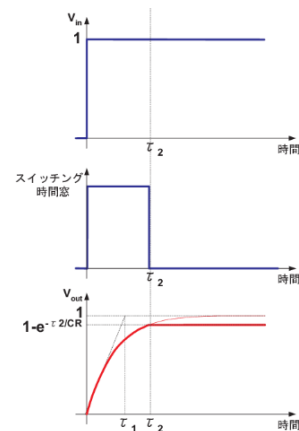


図 10 S/H 回路のステップ応答  
Fig.10 Step response of S/H circuit

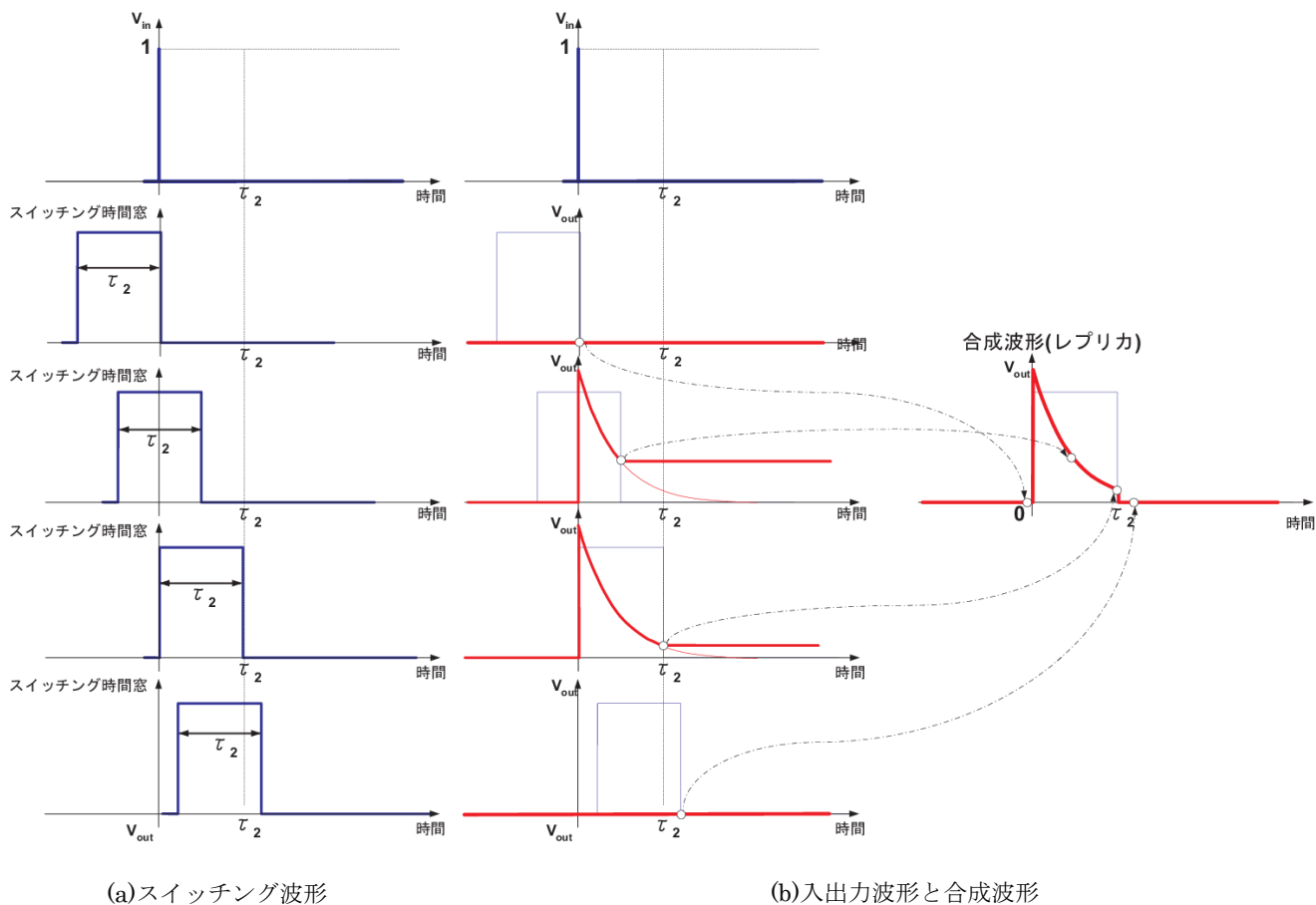


図 11 S/H 回路のインパルス応答  
Fig.11 Impulse response of S/H circuit

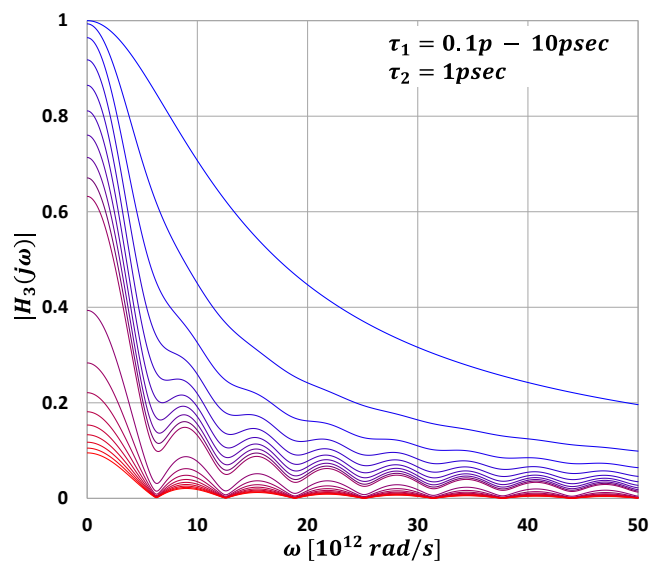


図 12 統一理論によるゲイン-周波数特性  
Fig.12 Gain - frequency characteristics using our unified theory

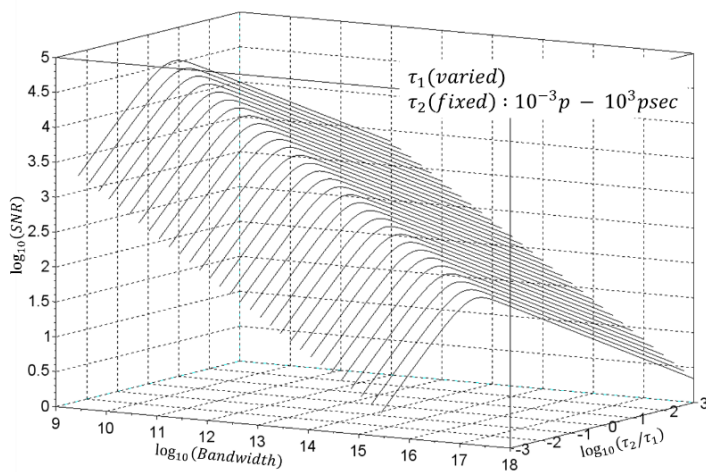
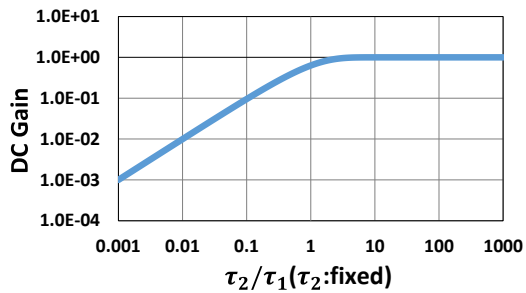
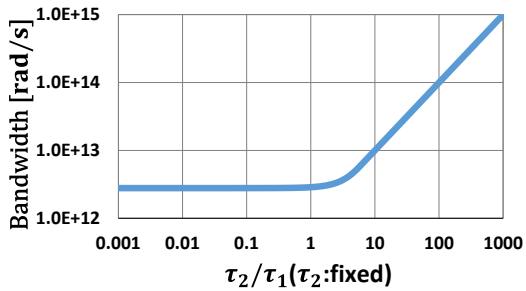


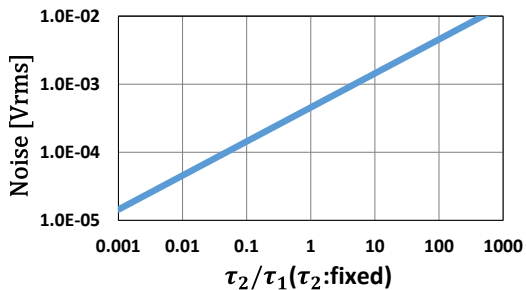
図 15 最大 SNR と帯域  
Fig.15 Maximum SNR and bandwidth



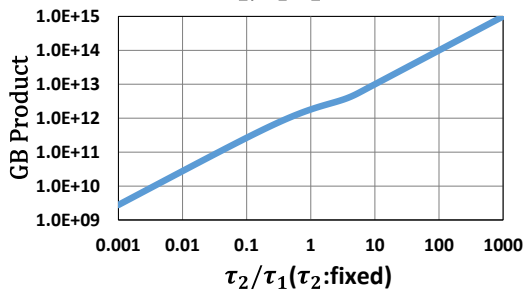
(a) 直流利得



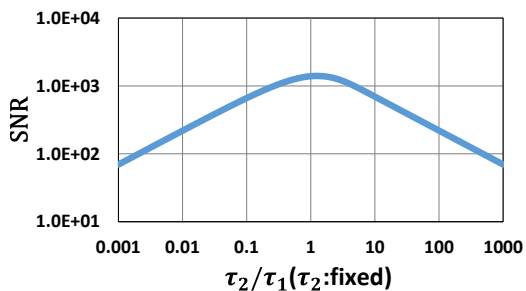
(b) 帯域幅



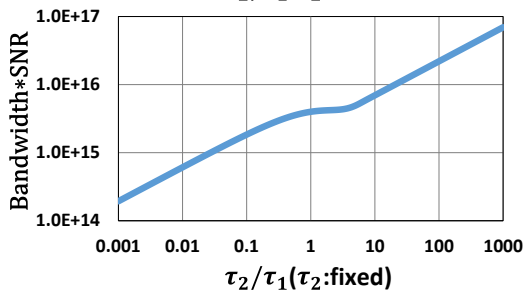
(c) 熱雑音



(d) GB 積



(e) SNR



(f) Bandwidth\*SNR

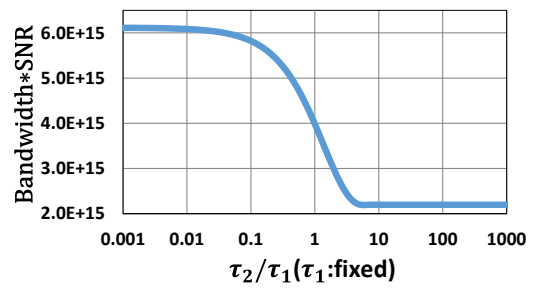
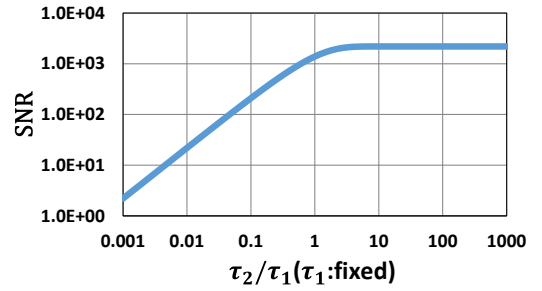
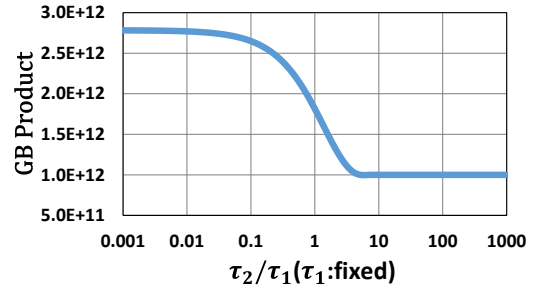
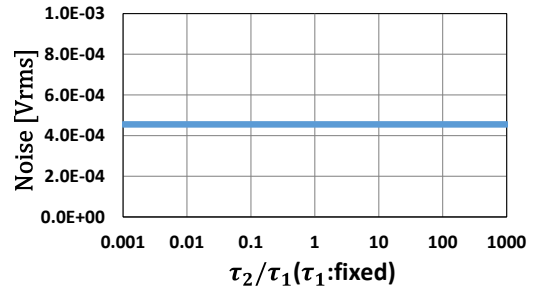
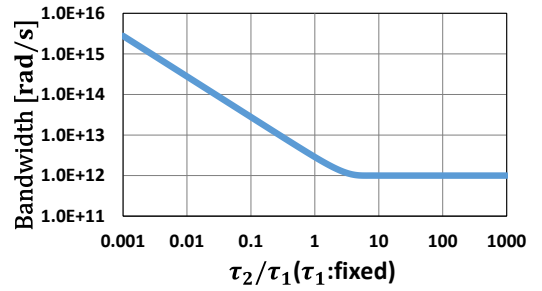
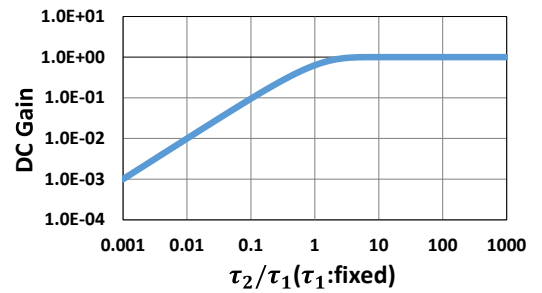


図 14 統一理論による S/H 回路の特性 ( $\tau_1 = 10^{-12}$ )

Fig.14 Characteristics of the S/H circuit using our unified theory ( $\tau_1 = 10^{-12}$ )

図 13 統一理論による S/H 回路の特性 ( $\tau_2 = 10^{-12}$ )

Fig.13 Characteristics of the S/H circuit using our unified theory ( $\tau_2 = 10^{-12}$ )